

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 09-261955

(43)Date of publication of application : 03.10.1997

(51)Int.Cl. H02M 3/28
 H02J 1/00
 H02J 1/00
 H02J 1/00
 H02J 7/00
 H02J 9/00

(21)Application number : 08-098978

(71)Applicant : NIPPON PUROTEKUTAA:KK

(22)Date of filing : 18.03.1996

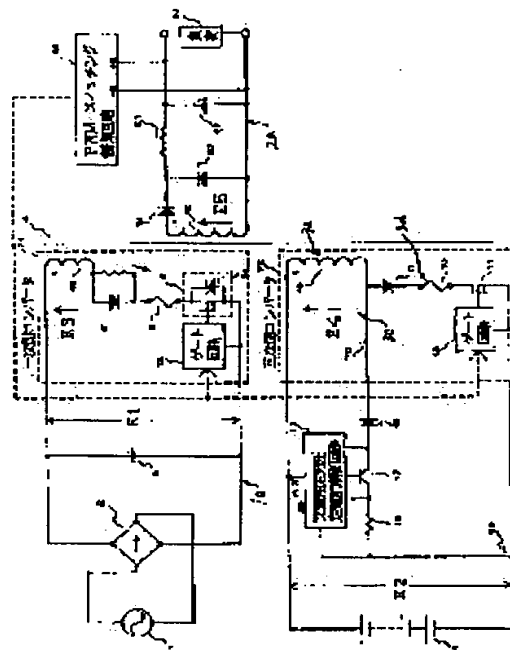
(72)Inventor : SAKAI SETSUO

(54) UNINTERRUPTIBLE SWITCHING REGULATOR

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To make it possible to conduct a residual charge confirmation test for a secondary battery by stopping the operation of a primary-side switching device by an external signal.

SOLUTION: When the voltage of a commercial power supply 1 drops or the commercial power supply 1 stops, a secondary battery 14 becomes an input source for a tertiary converter 72 and then a tertiary side switching device 11 comes to an active state and stabilized power is supplied to a load 24 from the secondary battery 14 without even a short cut of power. By stopping a primary side switching device 8 at the primary side circuit 1a by, for example, an external command based on an execution command, etc., from a computer software, the power supplying circuit is automatically switched from the primary side circuit to the discharging circuit 3d side which has the secondary battery 14 as an input source. At that time, when the secondary battery 14 is discharged by 90% and it reaches the terminal voltage, a battery voltage drop signal is generated and the signal is received by the computer again and a battery residual charge confirmation test is performed. Therefore, the secondary battery can be checked periodically and thereby a power cut preventive measure can be taken.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 23.05.1997

[Date of sending the examiner's decision of rejection] 30.11.1999

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平9-261955

(43) 公開日 平成9年(1997)10月3日

(51) Int.Cl. ⁶	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 2 M 3/28			H 0 2 M 3/28	H
H 0 2 J 1/00	3 0 4		H 0 2 J 1/00	3 0 4 J
	3 0 6			3 0 6 K
				3 0 6 L
	3 0 9			3 0 9 B

審査請求 有 請求項の数 1 書面 (全 15 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号 特願平8-98978

(22) 出願日 平成8年(1996)3月18日

(71) 出願人 592001296

株式会社日本プロテクター

大阪市浪速区恵美須西2丁目14番32号

(72) 発明者 酒井 節雄

大阪府吹田市南金田2丁目19番20号 株式

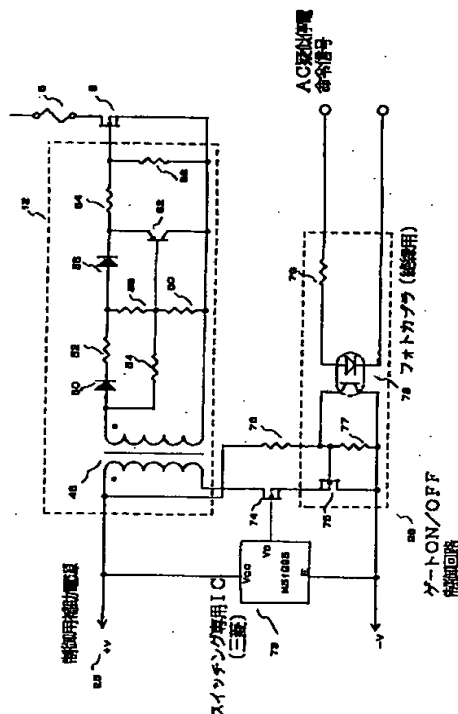
会社日本プロテクター内

(54) 【発明の名称】 無停電性スイッチングレギュレータ

(57) 【要約】

【課題】 高周波トランスに対して並列に設けられた2つのコンバータを有する無停電性のスイッチングレギュレータにおいて、ソフトウェア上の実行命令等の外部信号により、二次電池の電池残量確認試験を行うこと。

【解決手段】 高周波トランスの三次巻線と二次電池とを直列に接続するとともに、二次電池の両極間に充電用定電圧定電流制御回路を設けた充電回路と、三次巻線と二次電池の間であって、充電回路の充電電流路の外側に設けた、一次側スイッチング素子と同期して作動する三次側スイッチング素子とを備えた三次側充放電回路を有し、一次側スイッチング素子の制御用回路への電源供給を外部入力信号によって遮断可能とすること。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 交流電源からの交流を整流する整流回路と、
この整流回路の出力側に高周波トランスの一次巻線と一次側スイッチング素子とを直列に接続し、高周波トランスに対して高周波パルス電圧を発生させるための一次側回路と、
前記高周波トランスの二次巻線に整流、平滑回路を接続して、負荷に対して直流出力電力を供給する二次側回路と、
高周波トランスの三次巻線と二次電池とを直列に接続するとともに、二次電池の両極間に充電用定電圧定電流制御回路を設けた充電回路と、前記三次巻線と二次電池の間であって、前記充電回路の充電電流路の外側に設けた、一次側スイッチング素子と同期して作動する三次側スイッチング素子とを備えた三次側充放電回路と、を備え、
商用電源の擬似停電によって二次電池の状態を確認することを目的とし、前記一次側スイッチング素子の制御用回路への電源供給を外部入力信号によって遮断可能としたことを特徴とする、無停電性スイッチングレギュレータ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、高周波トランスに対して並列に設けられた2つのコンバータを有する無停電性のスイッチングレギュレータにおいて、ソフトウェア上の実行命令等の外部信号により、二次電池の電池残量確認試験を行うことができる技術に関するものである。

【0002】

【従来の技術】 最近のOA化の進展から、情報の保全として、情報機器用の無停電電源の需要が高まりつつある。そしてこのような情報機器の直流電源としては、無停電性スイッチングレギュレータが普及しつつある。この従来の無停電性スイッチングレギュレータの基本回路は、図14に示すようなものである。以下、簡単に説明する。商用電源1からの電流は、整流回路2によって全波正弦波脈流に整流され、一次側平滑コンデンサ3によって平滑化された直流電圧を入力として、一次側スイッチング素子8によってチョッピングされて高周波トランス4の一次巻線4aに供給される。これによって二次巻線4cには誘起電圧E5が発生し、この誘起電圧E5が高速整流ダイオード19、転流ダイオード20、平滑コイル21、二次側平滑コンデンサ23によって平滑化され、直流出力となって負荷24に供給される。一方、高周波トランス4の三次側に設けられた三次巻線の一方4dには、平滑コイル81、高速整流ダイオード82、転流ダイオード83によって構成されるチョークインプット方式整流回路と定電圧定電流回路80を介して二次電池14が直列に接続されて充電回路が形成され、

前記一次巻線4aを流れる高周波電流によるパルス電流によって二次電池14が充電されるようになっている。また他方の三次巻線4bには、商用電源1が停電の際、二次電池14を入力として一次側スイッチング素子8と同期して作動するゲート信号で駆動される三次側スイッチング素子11によってチョッピングされた電流による励磁電流が流れ、商用電源1に代わって二次電池14を入力エネルギーとして、高周波トランス4を介して二次側回路にエネルギーが供給される。従って、無停電性が発揮される。ここで各矢印は電流を、各白ヌキ矢印はそれぞれの電流に対応する誘起電圧を表している。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】 しかしながら、二次電池14によってバックアップしていても、過充電か過放電のために電池不良となっており、電源機能に異常が無くとも、停電バックアップ補償ができないことが、従来の交流無停電装置の事故例として問題視されている。従ってこのような事故を未然に防止し、負荷側のコンピュータ機器等からのソフトウェアによる実行命令によって簡単に二次電池14の試験を行うことが必要となる。このような要請に基づき、本発明者は、高周波トランスに対して並列に設けられた2つのコンバータを有する無停電性のスイッチングレギュレータにおいて、ソフトウェア上の実行命令等の外部信号により、二次電池の電池残量確認試験を行うことができる回路構成を案出した。

【0004】

【課題を解決するための手段】 このような懸案の無停電性スイッチングレギュレータは、交流電源からの交流を整流する整流回路と、この整流回路の出力側に高周波トランスの一次巻線と一次側スイッチング素子とを直列に接続し、高周波トランスに対して高周波パルス電圧を発生させるための一次側回路と、前記高周波トランスの二次巻線に整流、平滑回路を接続して、負荷に対して直流出力電力を供給する二次側回路と、高周波トランスの三次巻線と二次電池とを直列に接続するとともに、二次電池の両極間に充電用定電圧定電流制御回路を設けた充電回路と、前記三次巻線と二次電池の間であって、前記充電回路の充電電流路の外側に設けた、一次側スイッチング素子と同期して作動する三次側スイッチング素子とを備えた三次側充放電回路とを備え、商用電源の擬似停電によって二次電池の状態を確認することを目的とし、前記一次側スイッチング素子の制御用回路への電源供給を外部入力信号によって遮断可能としたことを特徴とする構成により実現できる。すなわち本発明の考え方は、一次側スイッチング素子の動作を外部信号によって停止させ、商用電源の擬似停電を意図的に起こし、二次電池の充電状態や動作が正常かどうかを確認する、というものである。

【0005】

【発明の実施の形態】 以下、本発明の実施形態を、図

1、図6および図13に基づいて説明する。商用電源1から供給される交流を受ける整流回路2と、この整流回路2の出力側に高周波トランス4の一次巻線4aとFETよりなる一次側スイッチング素子8とが直列に接続され、一次側回路1aが構成されている。この一次側回路1aは、一次側スイッチング素子8のチョッピング動作によって、高周波トランス4に対して高周波パルス電圧を発生する。高周波トランス4の二次巻線4cには、高速整流ダイオード19、転流ダイオード20、平滑コイル21、二次側平滑コンデンサ23による整流、平滑回路が接続され、負荷24に対して直流出力電力を供給する二次側回路2aが構成されている。さらに高周波トランス4の三次巻線4bには、定電流検出抵抗16と直列ドロップ制御用素子17と逆流防止用ダイオード18と二次電池14とが直列に接続され、かつ二次電池14の両極間に充電用定電圧定電流制御回路15が設けられ、これらにより、前記直列ドロップ制御用素子17の抵抗を変化させて充電中の定電圧定電流制御を行う、充電回路3cが構成されている。また、前記三次巻線4bと二次電池14の間であって、前記充電回路3cの充電電流路の外側には三次側スイッチング素子11が設けられて放電回路3dが構成され、これら2つによって三次側充放電回路3aが構成されている。ここで、定電流検出抵抗16と直列ドロップ制御用素子17と逆流防止用ダイオード18については後述する。一次側および三次側のスイッチング素子8、11は、負荷側の電圧を検出してPWMスイッチング制御回路22の制御に基づき、それぞれのゲート回路12、13の制御によってそのスイッチングパルス幅が制御され、負荷24に対して定電圧の制御が行われる。

【0006】そして図1および図6の全体図において、一次側回路1aの側の一次側スイッチング素子8を、例えばコンピュータソフトの実行命令等に基づく外部命令によって停止させることにより、二次電池14を入力源とした放電回路3dの側に自動的に切り替わることになる。二次電池14の試験基準となる電池放電エネルギーについては、例えば、予めコンピュータソフト上で定めた負荷モードで決まる放電量と経過時間によって設定しておけばよい。具体的には、放電によって二次電池14の電圧が低下し、90%放電の終端電圧に到達した時に電池電圧低下信号を発生し、この信号を再度コンピュータ側で受けて電池残量確認試験を終了する、言った適用例が考えられる。併せて、コンピュータディスプレイ上に二次電池14の良否判定結果を表示すればよい。

【0007】この回路例としては、例えば図13に示す構成が考えられる。本図は、図6における一次側スイッチング素子8とゲート回路12の近傍のみを描いたものである。図のように、コンピュータ側からH/L信号を発生してH時にフォトカプラをONにしてFET75をOFFにすると、スイッチング専用IC73によってスイ

ッチング動作するFET74のカソード側にFET75は直列に入るため、ドライブトランス46の入力は絶たれて、一次側スイッチング素子8は停止することになる。従って、ソフト上の簡単な処理によって、コンピュータの動作中に二次電池14の確認を行うことができる。この確認処理は、例えばコンピュータの一定使用時間毎に行うようにしておくことが好ましい。

【0008】このような構成により、日々使用するコンピュータ等の情報機器の使用中に、定期的に二次電池の診断を行うことができ、停電時に対する予防保全を行うことができる。

【0009】またこのような本発明の構成以外にも、情報機器用の無停電性スイッチングレギュレータとしての何点かの効果的な付加事項が考えられる。以下、それらについて順に説明する。第一には、二次電池への充電時における高精度の定電圧定電流制御の為の回路構成が挙げられる。この回路構成は図1中に示され、以下図面を参照しつつ詳細に説明する。共通の鉄芯磁路を有する高周波トランス4の一次巻線4aに印加される、交流入力整流平滑後入力によって三次巻線4bに誘起される三次巻線電圧の巻き始め極性側と、充電すべき二次電池14の正極側を接続し、その接続点68を充電用定電圧定電流制御回路15の入力の一つとし、二次電池14の負極側は三次側スイッチング素子11のカソード側を接続し、その接続点69より、充電用定電圧定電流制御回路15の入力のもう一方としている。接続点69からは、定電流検出抵抗16と、トランジスタよりなる直列ドロップ制御用素子17を直列に接続し、これを逆流防止ダイオード18のアノード側に直列接続する。また、三次巻線4bの巻き終わり極性側と、二次電池14の放電回路3dとなる三次側コンバータ72における逆流防止ダイオード9のアノードとを接続する。そして、定電流検出端となる定電流検出抵抗16と直列ドロップ制御用素子17のコレクタ端の接続点を充電用定電圧定電流制御回路15の定電流検出端として接続する。さらに、直列ドロップ制御用素子17のエミッタとダイオード18の接続点に、充電用定電圧定電流制御回路15の他の出力端が接続される。

【0010】次に、図1および図2、図3により、本回路の作用について説明する。商用電源1の交流入力電圧がある時には、平滑コンデンサ3には、整流回路2によって整流された直流電圧が蓄えられ、この直流電圧を入力として、一次側コンバータ71は動作する。商用電源1の電圧が正常範囲内にある時には、二次電池14の電圧に対して一次側回路1aが優先するよう、一次巻線4aと三次巻線4bの関係を決めておく。すなわち、一次巻線4aの巻き数をN1、三次巻線4bの巻き数をN2、平滑コンデンサ3の両端電圧をE1、二次電池14の電圧をE2とすれば、式；

$$E1の最小値/N1 > E2の最大値/N2 \quad \cdots \textcircled{1}$$

の関係にしておく。このようにすれば、一次側回路71の一次側スイッチング素子8のON時に流れるドレイン電流によって誘起される電圧E3は、 $E1 - VF5 - VDS8$ となる。ここで、VF5は逆流防止ダイオード5の順方向電圧、VDS8は、一次側スイッチング素子8のON電圧降下である。三次巻線4bには、一次側スイッチング素子8の動作によって流れる励磁電流により、 $E4 = E3 \times (N2/N1)$ なる電圧が誘起し、E1はE3とほぼ等しいことと上記①式の関係より、 $E4 > E2$ となる。従って、三次側コンバータ72は、一次側コンバータ71と同一ゲート信号による同期運転であっても、三次側スイッチング素子11には、それがON状態でも、逆流防止ダイオード9によって電流は流れない。これより、一次側スイッチング素子8がON時に発生する三次巻線4bに誘起される電圧E4は、二次電池の電圧E2よりも高いため、充電電流が流れる。そしてこれを定電流にする必要があるが、その値は定電流検出抵抗16とツェナーダイオード40aによって決まり、E4と同期したICPなる電流が、図3に示すように二次電池14の充電電流として流れ、その平均値がICAとなる。

【0011】すなわちこの充電電流ICAは、式；

$$ICA = (T_{ON}/T) \times ICP \quad \cdots \textcircled{2}$$

で表される平均充電電流であり、二次電池のアンペア・アワー(AH)で表される容量から決まる定格充電電流として定められる。ICPの値は、ツェナーダイオード40aのツェナー電圧 V_{Z40} および逆流防止ダイオード40bの順方向電圧 V_{F40b} と、PNPトランジスタ44のベースエミッタ電圧 V_{BE44} より、式；

$$ICP = (V_{Z40} + V_{F40b} - V_{BE44}) / R_{16} \quad \cdots \textcircled{3}$$

として決まる。ここで R_{16} は、定電流検出抵抗16の抵抗値である。そして、充電用定電圧定電流制御回路15は定電流動作を行うと同時に、充電末期には過充電となることを防止する必要上、定電圧運転をする必要がある。そこで本発明では、トランジスタ41によって増幅されたシャントレギュレータ38のカソード電流がそのコレクタ電流となって流れ、抵抗42a、42bを流れてトランジスタ44のベース電流を制御し、これにより、直列ドロップ制御用素子17のベース電圧が変化し、定電流制御が行われる。すなわち充電電流ICAは、三次巻線4bによって誘起する電圧E4により、三次巻線4bの巻き始め端より二次電池14の正極から負極を通り、定電流検出抵抗16と直列ドロップ制御用素子17と順方向の逆流防止ダイオード18を経由して、三次巻線4bの巻き終わり端に戻るよう流れる。

【0012】次に、商用電源1の電圧が低下もしくは停止すると、一次側コンバータ71からのエネルギーは低下もしくは無くなるため、充電されて待機状態にある二次電池14のE2なる直流電圧が三次側コンバータ72

の入力源となり、それまで空運転であった三次側スイッチング素子11が、アクティブ状態となる。そうすると、二次電池14の正極から、三次巻線4bの巻き始めから巻き終わり方向に向かう電流が、逆流防止ダイオード9、ヒューズ10を経由して、三次側スイッチング素子11を通して二次電池14の負極に流れ、E4'なる電圧を誘起する。そして、二次巻線4cにE5なる電圧を誘起し、交流電圧の供給時と同様、無瞬断で二次電池14から負荷24に対して、安定化出力が供給されることになる。この時は、逆流防止ダイオード18のカソード側が、逆流防止ダイオード9および三次側スイッチング素子11の順電圧降下によって二次電池14の負極に対して逆極性になるため、充電回路3cは自動的に停止し、充電は行われないことになる。

【0013】第二として、図1において一次側および三次側コンバータ71、72の逆流防止ダイオード5、9とそれぞれのスイッチング素子8、11の間に、ヒューズよりなる回路遮断手段6、10を接続する点である。以下、この回路遮断手段6、10の作用について説明する。一次側および三次側のスイッチング素子8、11のいずれかが短絡破壊すると、高周波トランス4の二次側短絡と同じ状態となるため、正常動作を行っているコンバータ71または72の過電流保護機能(図示せず)が働き、出力電圧の低下を来してしまう。このような状態になると、信頼性を必要とする無停電性スイッチングレギュレータの目的が果たせず、その価値が低下してしまう。そこで、一次側および三次側の各コンバータ71、72のスイッチング素子8、11の主電流が流れる部分、図の例では各スイッチング素子8、11のドレイン側にヒューズ6、10を挿入し、破壊回路に流れる異常電流によってヒューズ6または10を溶断し、破壊回路を強制的に切り離せるようにしている。従って、例えば一次側または三次側コンバータ71、72のいずれかが短絡破壊されたとしても、正常な方のコンバータ71または72によって出力低下の無い正常運転を行うことができる。ここで、各ヒューズ6、10の溶断エネルギーは、例えば一次側のヒューズ6については商用電源1のダイレクト入力、三次側のヒューズ10については二次電池容量によって断となるように、保護協調を取っておけばよい。

【0014】第三として、図1において示すように、一次側回路における逆流防止ダイオード5と並列に接続される還流抵抗7が挙げられる。これは二次電池14の入力が停電した時の出力保持時間の確保の為のものである。以下、この還流抵抗7の作用について説明する。図1において、商用電源1からの入力がある時には、平滑コンデンサ3がある為に、停電事故の際には数十ミリ秒程度の出力保持時間を有している。しかしながら三次側充放電回路3aの入力部には、平滑コンデンサ3に相当するコンデンサは存在しない。これは、コストや

スペースの関係で、省略せざるを得ないためである。従って、万が一商用電源1の停電時に二次電池14に電池異常等の直流側停電事故が発生すると、従来のように前記還流抵抗7が無いと、全く出力保持時間を確保することはできない。本発明の無停電性スイッチングレギュレータは、主としてパソコンを始めとする情報機器に使用することを前提としており、停電発生時には、CPU処理内容の内部バックアップメモリへの退避時間として停電発生後の数ミリ秒程度、出力保持時間が必要となる。

【0015】以下、図4を用いてさらに詳細に説明する。商用電源1が正常な時には、Iaなる電流が平滑コンデンサ3に交直変換電流として流れ、同コンデンサ3に充電された直流電圧を入力源として、スイッチングされた高周波パルス電流が、一次巻線4aおよび逆流防止ダイオード5を経由し、ヒューズ6を経て一次側スイッチング素子8のドレインからソースへと流れ、平滑コンデンサ3に戻るよう流れ。この電流IA1によるエネルギーが、二次巻線4cからIA2となり、負荷24に出力される。これと同時に、前述のように、三次巻線4bにE4なる起電圧が誘起され、電流IA3となって二次電池14を充電し、定電流検出抵抗16および直列ドロップ制御用素子17、逆流防止ダイオード18の順方向を経由し、三次巻線4bの巻き終わり端に戻るよう流れ。次に、商用電源1が停電すると電流Iaは直ちに消滅し、電流IA1も平滑コンデンサ3の放電とともに消滅し、同時に電流IA3も消滅する。その結果、二次電池14の電圧が電圧E4に勝るため、高周波スイッチング電流ID3が電流IA3と逆方向に流れて三次側スイッチング素子11がアクティブ状態となって、三次巻線4bから逆流防止ダイオード9の順方向を経由し、三次側スイッチング素子11から二次電池14の負極側へと流れる。この高周波スイッチング電流ID3により、二次巻線4cへの出力側には、電流IA2に代わってID2が負荷24に全く無瞬断として流れ、停電のバックアップが行われる。この時には、一次巻線4aには電圧E3'が図中の方向に発生するので、平滑コンデンサ3から一次側スイッチング素子8の内蔵ダイオード8aの順方向およびヒューズ6、さらに還流抵抗7を経由して、平滑コンデンサ3に戻る充電電流ID1が流れる。ここで、一次側スイッチング素子8と三次側スイッチング素子11は同期して作動しており、一方がアクティブ状態の時は、他方は空運転となる。但しクロスオーバー点では、両者ともアクティブ状態になる領域が僅かに存在はするが、便宜上この説明については省略する。

【0016】従って、電流ID1が図中の矢印方向に流れている時には、逆流防止ダイオード5に対して逆方向電圧となるので、一次側スイッチング素子8は空運転状態を持続する。このように、仮に還流抵抗7が無ければ

電流ID1は流れず、平滑コンデンサ3には、還流エネルギーは蓄積されない。また、この還流抵抗7に低い抵抗値のものを使用すると、一度平滑コンデンサ3が充電されると殆ど電流は流れないので、効率に影響を与えることはない。このような構成において、何らかのトラブルによって二次電池14からの放電回路が急に断になるようなDC停電が発生し、かつその時に商用電源1が停電であったとしても、平滑コンデンサ3に蓄積されているCV²で表されるエネルギーを入力源として、一次側スイッチング素子8がアクティブ状態となり、負荷24に対する出力電圧を、数十ミリ秒程度は保持することができる。従って前述のような、バックアップメモリへの退避時間を稼ぐことが可能となり、いかなる停電においても、情報保護という無停電性スイッチングレギュレータの機能を完全に果たすことができる。なお、この還流抵抗7の代わりに、リアクターを使用することもできる。

【0017】第四として、一次側回路1aのスイッチング素子制御回路における一次側スイッチング素子8のスイッチング信号経路の抵抗を、スイッチング素子8のON時の方がOFF時よりも低く、また前記三次側充放電回路3aのスイッチング素子制御回路における三次側スイッチング素子11のスイッチング信号経路の抵抗を、スイッチング素子11のOFF時の方がON時よりも低くなるように回路定数を設定する点が挙げられる。以下、この点について詳細に説明する。前述のように、一次側スイッチング素子8と三次側スイッチング素子11とは同期作動し、一次側回路1aから商用電源1を入力として二次側回路2aに出力している間は、三次側充放電回路3aにおいては二次電池14への充電が行われている。この時には、図1にも示すPWMスイッチング制御回路22の同一の発信源から、一次側および三次側スイッチング素子8、11のそれぞれに対応する、一次側ゲート回路12および三次側ゲート回路13を通して、前記それぞれのスイッチング素子8、11が制御されている。しかしながら、主として各スイッチング素子8、11の寄生容量には大きな差があるため、スイッチング制御電圧（ここではFETのゲート電圧）波形に位相差が生じてしまう。この位相差は図7（イ）に示すように、一次側コンバータ71の出力波形（図中のA）が、三次側コンバータ72の出力波形（図中のB）よりも遅れる（図中のφ₁分）場合において問題となる。これは、三次側スイッチング素子11のON時電流の立ち上がり、一次側スイッチング素子8の立ち上がりよりも、φ₁だけ早くなることを意味しており、商用電源1の正常入力時、すなわち二次電池14への充電モードの時に、図中の斜線部分で表している分だけ、二次電池14からの放電が発生するということである。すなわち極論すれば、前述の充電電流IA3による充電量より、φ₁の差分による放電量が大きくなる結果、二次電池14

は充電されずに逆に放電されることもあり得る、ということである。

【0018】これを防止するため、本発明者は、図7(ロ)に示すように、一次側コンバータ71の出力波形(図中のA)の立ち上がりを三次側コンバータ72の出力波形(図中のB)の立ち上がりよりも早めるとともに(図中の ϕ_1 分)、一次側コンバータ71の出力波形の立ち下りを、三次側コンバータ72の出力波形の立ち下りよりも遅らせること(図中の ϕ_2 分)を案出した。これを実現するためのゲート回路の具体的構成を、図5として示している。図示するように、ゲート回路12、13内のダイオード50とダイオード51を互いに逆向きにすることで、一方ではスイッチング素子8のON時電流の立ち上がりを早めるように、また他方では、スイッチング素子11のON時電流の立ち上がりを遅らせるようにそれぞれ作用する。以下、作用を詳細に説明する。

【0019】図5に基づいた、一次側スイッチング素子8のON時の等価回路は図8のようになり、 $IG1 + IG2 = IG3$ が、一次側スイッチング素子8の寄生容量の充電電流となるので、この電流 $IG3$ が大きいほど、また抵抗52、54、58、64の抵抗値が低いほど、図12の②、③で示すパルス立ち上がり、すなわち一次側スイッチング素子8の立ち上がり時期が早くなる。この効果を得るためには、図5に示したように、ダイオード50を順方向に接続しつつ、かつ抵抗52の抵抗値を低く設定しておけばよい。なお図12の②は一次側スイッチング素子8(FET)のゲート電圧とゲート電圧スレッシュホールドレベル V_{th} 、③は一次側スイッチング素子8のONパルス波形、すなわちON電流の流れる区間をそれぞれ表している。これに対して、二次側スイッチング素子11のON時の等価回路は、図5において示したダイオード51がドライブトランス47の二次正出力EPに対して逆方向になるので図10のようになり、抵抗55、59、65が全て直列となってインピーダンスが大きくなる結果、図8の $IG3 > IG5$ となって図12の④、⑤に示すとおり、立ち上がり時期が同②、③に対して遅れることになる。ここで図12の⑤は三次側スイッチング素子11(FET)のゲート電圧とゲート電圧スレッシュホールドレベル V_{th} 、④は三次側スイッチング素子11のONパルス波形、すなわちON電流の流れる区間をそれぞれ表している。次に一次側スイッチング素子8のOFF時の等価回路は図9のようになり、一次側スイッチング素子8の寄生容量に蓄えられた電荷を、ドライブトランス46の反転電圧ENによって、放電用トランジスタ62のベース電圧を抵抗54を通して引き込むことで放電されることになる。ここで電流 $IGD1$ は、この時のベース電流を表している。三次側スイッチング素子11がOFF時の等価回路は図11のようになり、ダイオード51が、ドライブトランス47の反転

電圧ENに対して順方向となるように接続されているため、 $IGD4 = IGD2 + IGD3$ となる。従って、電流 $IGD1$ に比べて電流 $IGD2$ の分が大きくなり、放電用トランジスタ63のコレクタ電流は、 $IGD4 \times$ 放電用トランジスタ63の h_{FE} となる結果、三次側スイッチング素子11の寄生容量に蓄えられていた電荷は一次側スイッチング素子8のそれよりもより早く放電され、図12の④、⑤のように、三次側スイッチング素子11のON期間は、一次側スイッチング素子8のON期間の内側に入ることになる。従って、無駄のない効率的な二次電池14への充電動作が可能となる。

【0020】

【発明の効果】以上に説明したように、本発明によれば、一次側スイッチング素子の動作を外部信号によって停止させ、商用電源の擬似停電を意図的に起こし、二次電池の充電状態や動作が正常かどうかを確認することができるので、日々使用するコンピュータ等の情報機器の使用中に、定期的に二次電池の残量確認試験等の自己診断を行うことができ、停電時に対する予防保全を行うことができる。従って、メンテナンス機能を持った高信頼性の無停電性スイッチングレギュレータとなる。また、説明したような四つの付加的事項を加えることで、①定電流検出抵抗と直列ドロップ制御用素子と逆流防止用ダイオードによる充電回路全体の抵抗成分の変化から、従来にない極めて精度の高い充電制御が可能となること、②一次側および三次側それぞれのスイッチング素子のいずれかが短絡破壊しても、正常な側での過電流保護機能が働いてしまうことなく正常な動作を行うこと、③二次電池の入力が停電した時の出力保持時間を確保することが可能となり、コンピュータ等におけるバックアップメモリへの退避時間を確保することができる。従って、特にリアルタイム情報の保全に大きく貢献できること、④商用電源の正常入力時、すなわち二次電池への充電モードの時に、二次電池からの放電が発生するということが無くなること、と言った、特に情報機器用として数々の優れた機能を付加することができ、情報機器用の無停電性スイッチングレギュレータとして、非常に優れたものとなる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施例を表す説明用回路図

【図2】本発明の実施例における充放電回路部分を表す説明図

【図3】本発明の実施例における充電電流波形の一例を表す説明図

【図4】本発明の実施例における電流の流れを表す説明図

【図5】本発明の実施例におけるスイッチング素子の駆動回路部を表す説明図

【図6】本発明の実施例を表す説明用回路図

【図7】スイッチングパルス波形の位相ずれとその改善

波形を表す説明図

【図 8】一次側スイッチング素子が ON 時のスイッチング素子駆動回路の等価回路を表す説明図

【図 9】一次側スイッチング素子が OFF 時のスイッチング素子駆動回路の等価回路を表す説明図

【図 10】三次側スイッチング素子が ON 時のスイッチング素子駆動回路の等価回路を表す説明図

【図 11】三次側スイッチング素子が OFF 時のスイッチング素子駆動回路の等価回路を表す説明図

【図 12】ドライブトランスの二次出力および各スイッチング素子のゲート電圧波形とスイッチングパルス波形を表す説明図

【図 13】商用電源の擬似停電のための制御回路例を表す説明図

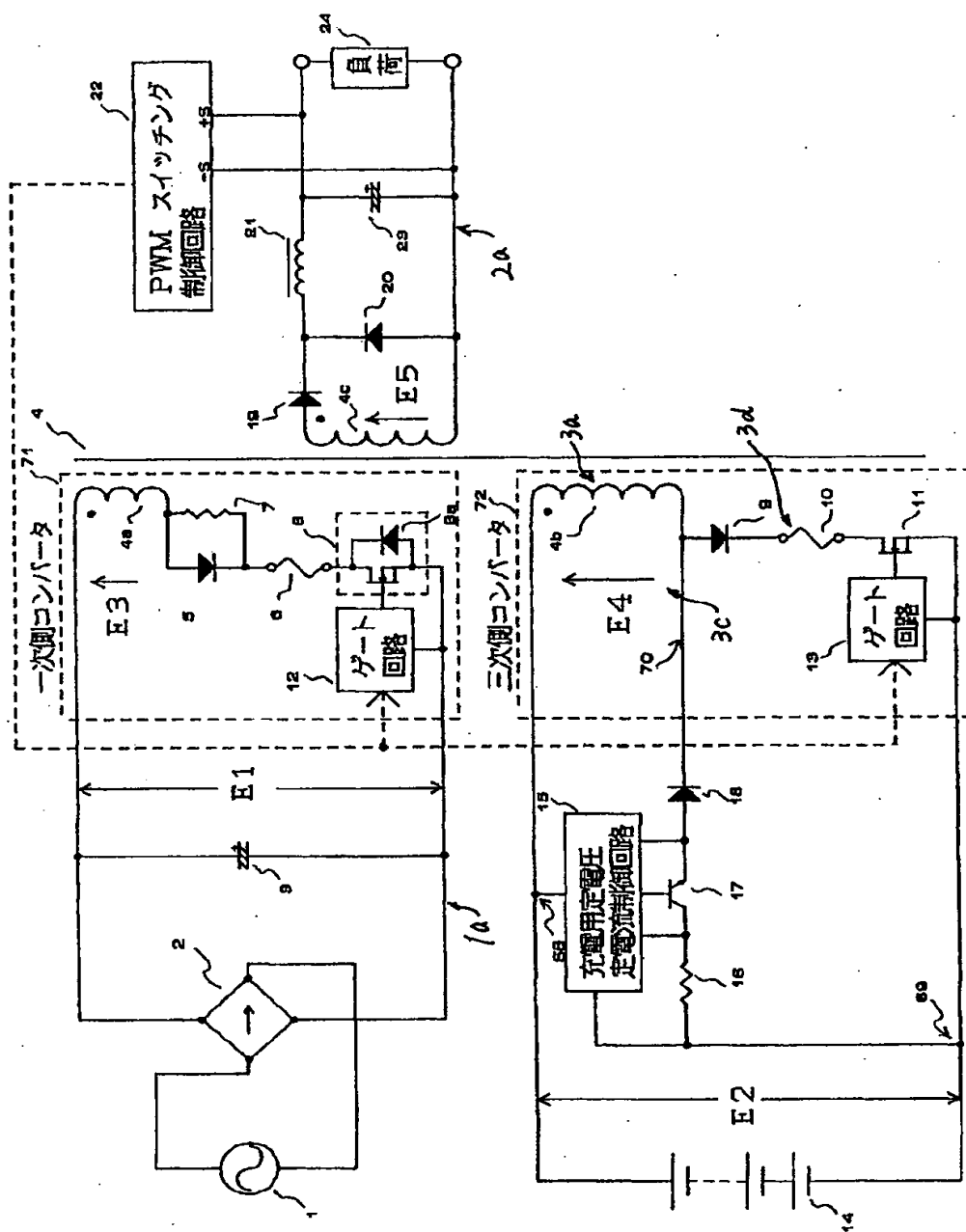
【図 14】従来の無停電性スイッチングレギュレータの回路図

【符号の説明】

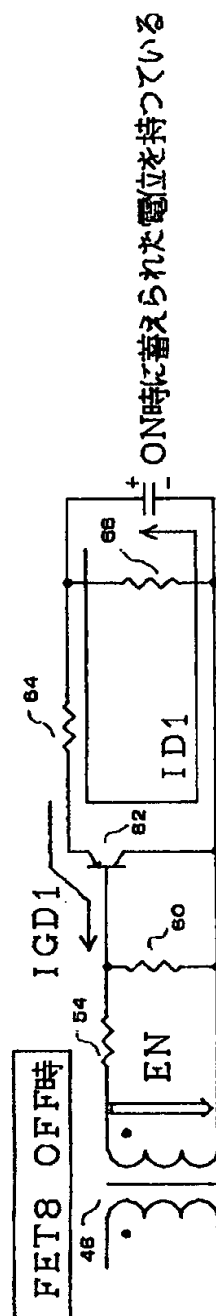
- 1 商用電源
- 1 a 一次側回路
- 2 整流回路
- 2 a 二次側回路
- 3 a 三次側充放電回路
- 3 c 充電回路
- 3 d 放電回路
- 3, 2 3 平滑コンデンサー
- 4 高周波トランス
- 4 a 一次巻線
- 4 b 三次巻線
- 4 c 二次巻線
- 4 d 充電回路用三次巻線
- 5, 9, 1 8, 4 3, 5 6, 5 7 逆流防止ダイオード
- 6, 1 0 回路遮断手段
- 7 還流抵抗
- 8 一次側スイッチング素子
- 1 1 三次側スイッチング素子
- 1 2, 1 3 ゲート回路
- 1 4 二次電池
- 1 5 充電用定電圧定電流制御回路
- 1 6 定電流検出用抵抗
- 1 7 直列ドロップ制御用素子
- 1 9 高速整流ダイオード
- 2 0 転流ダイオード
- 2 1 平滑コイル
- 2 2 PWMスイッチング制御回路
- 2 4 負荷
- 2 5 制御用補助電源

- 2 6 ゲート回路 ON/OFF 制御回路
- 2 7 PWM 制御用回路
- 2 8 ホトカブラ
- 2 9 感度調整抵抗
- 3 0 制限抵抗
- 3 1 発振防止用位相補正コンデンサ
- 3 2 シャントレギュレータ
- 3 3 振動防止抵抗
- 3 4 出力電圧検出用分圧抵抗
- 3 5 出力電圧検出用抵抗
- 3 6 充電電圧調整用抵抗
- 3 7 充電電圧検出用抵抗
- 3 9 トランジスタ 4 1 のベース/エミッタ間抵抗
- 4 0 a ツェナーダイオード
- 4 0 b 逆流防止ダイオード
- 4 1 増幅用トランジスタ
- 4 2 a, 4 2 b 出力抵抗
- 4 4 コンプリメンタリ接続 PNP ダイオード
- 4 5 トランジスタ 1 7 のベース/エミッタ間抵抗
- 4 6, 4 7 ドライブトランス
- 4 8 ゲート ON スピードアップ用回路
- 4 9 ゲート OFF スピードアップ用回路
- 5 0, 5 1 高速ダイオード
- 5 2 ON スピードアップ調整用抵抗
- 5 3 OFF スピードアップ調整用抵抗
- 5 4, 5 5 ベース電流引き込み抵抗
- 5 8, 5 9 ベース抵抗
- 6 0, 6 1 分圧抵抗
- 6 2, 6 3 残存電圧放電用トランジスタ
- 6 4, 6 5 FET ゲート抵抗
- 6 6, 6 7 ゲート/カソード間抵抗
- 6 8, 6 9, 7 0 接続点
- 7 1 一次側コンバータ
- 7 2 三次側コンバータ
- 7 3 スwitching 制御用 IC
- 7 4 ドライブトランス駆動用 FET
- 7 5 ゲート回路 ON/OFF 用 FET
- 7 6 ゲートバイアス抵抗
- 7 7 ゲート/カソード間抵抗
- 7 8 ホトカブラ
- 7 9 入力抵抗
- 8 0 定電圧定電流制御回路
- 8 1 チョークコイル
- 8 2 整流用ダイオード
- 8 3 転流ダイオード
- 8 4 電池電圧低下検出回路

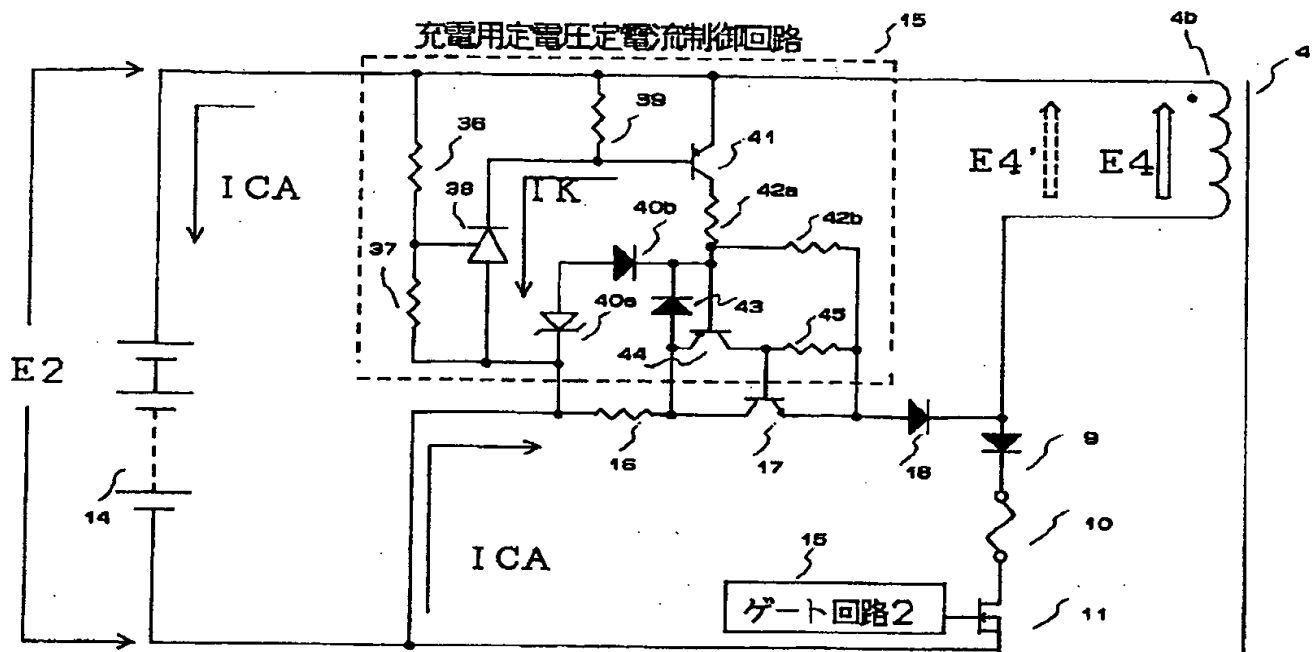
【図1】



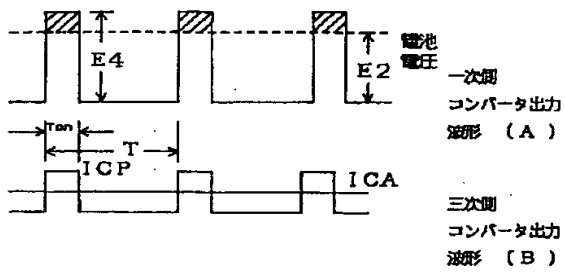
【図9】



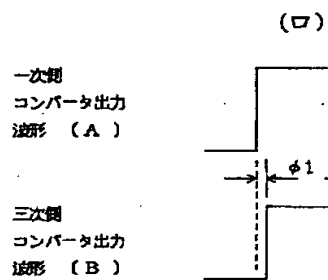
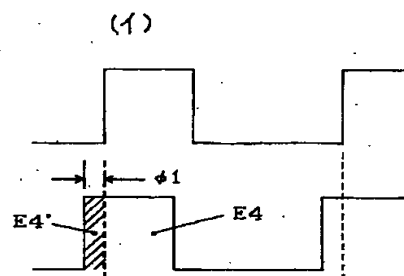
【図2】



【図3】

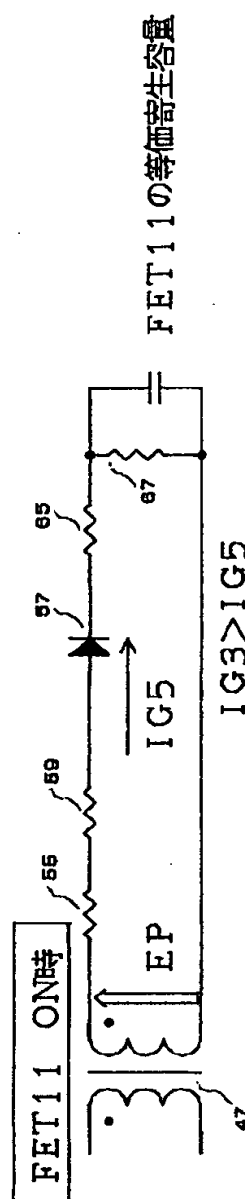


【図7】

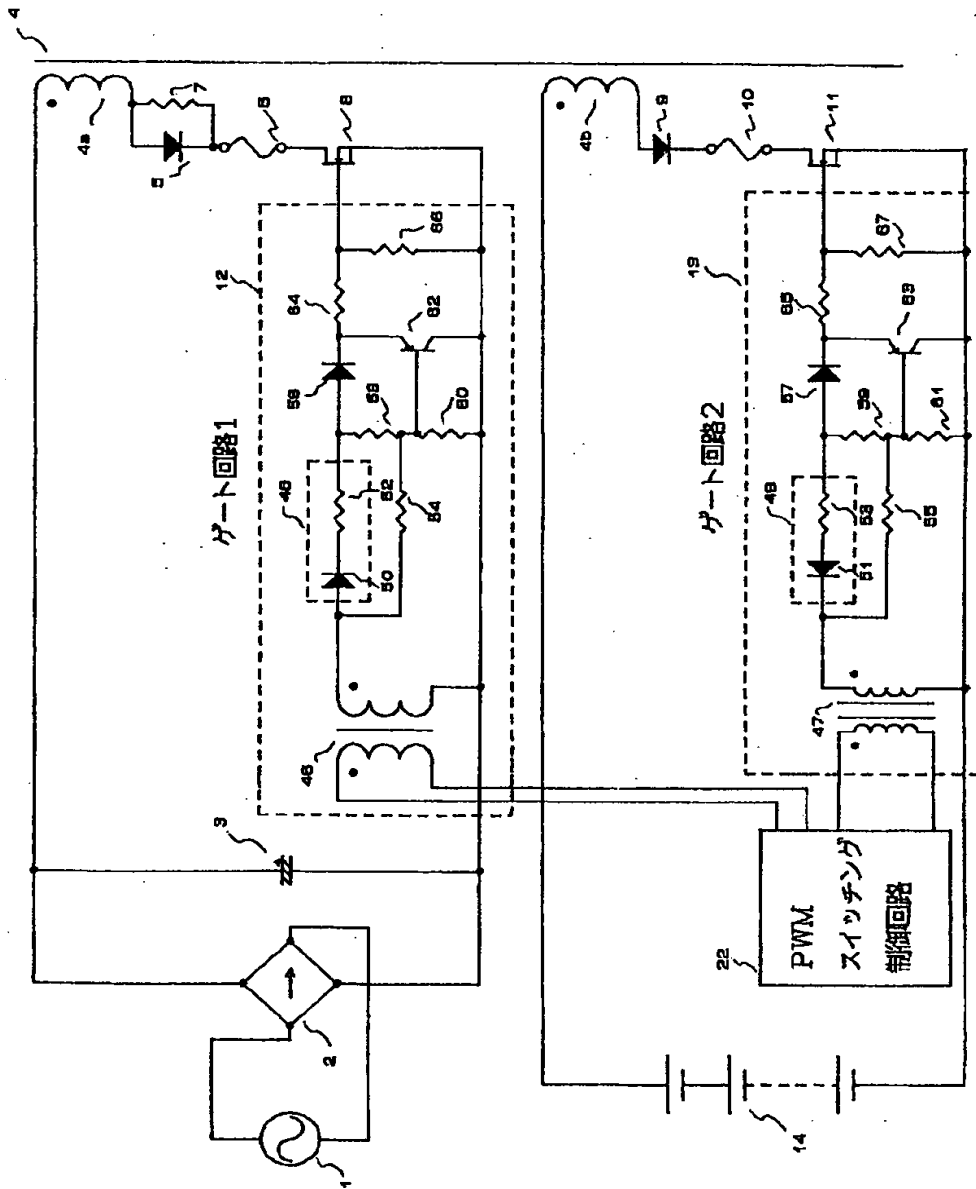


$$\phi 1 \geq 0 \quad \phi 2 \geq 0$$

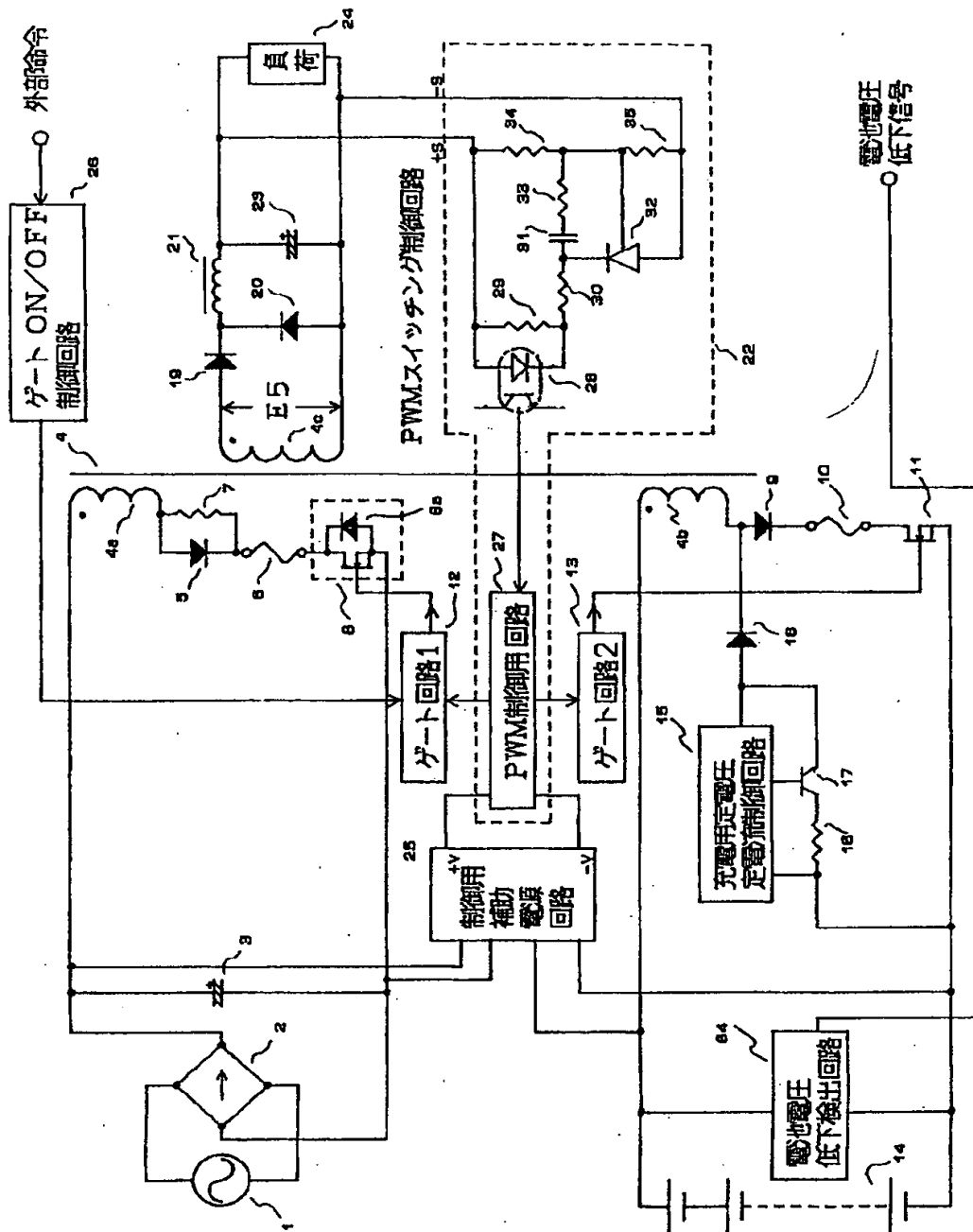
【図 10】



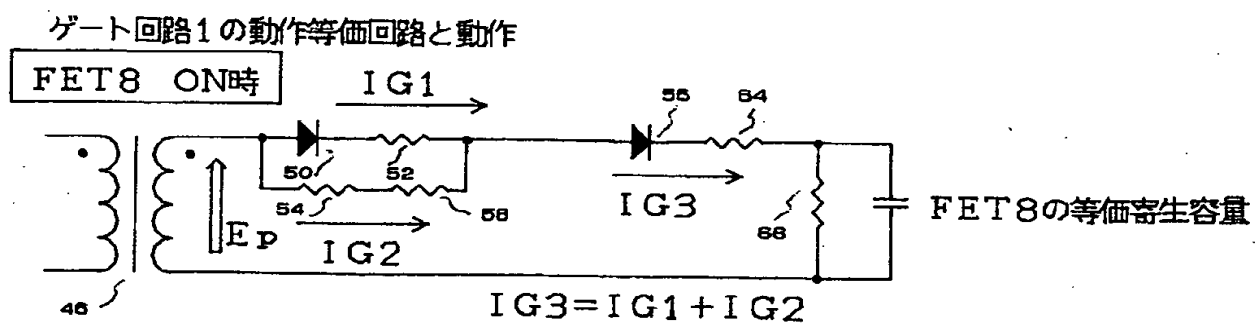
【図5】



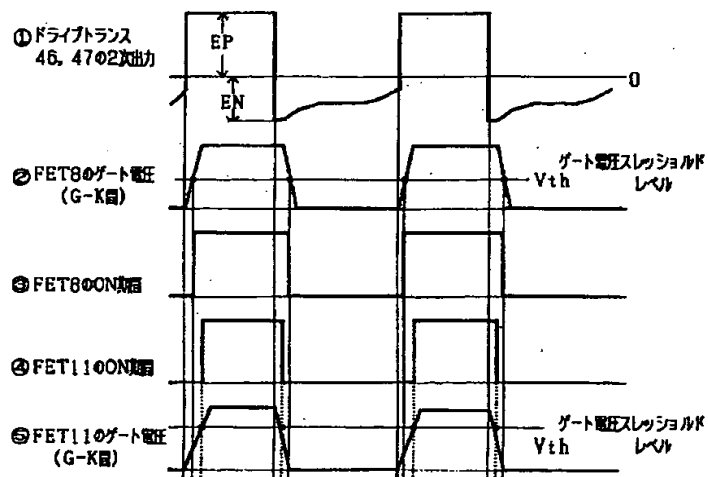
【図6】



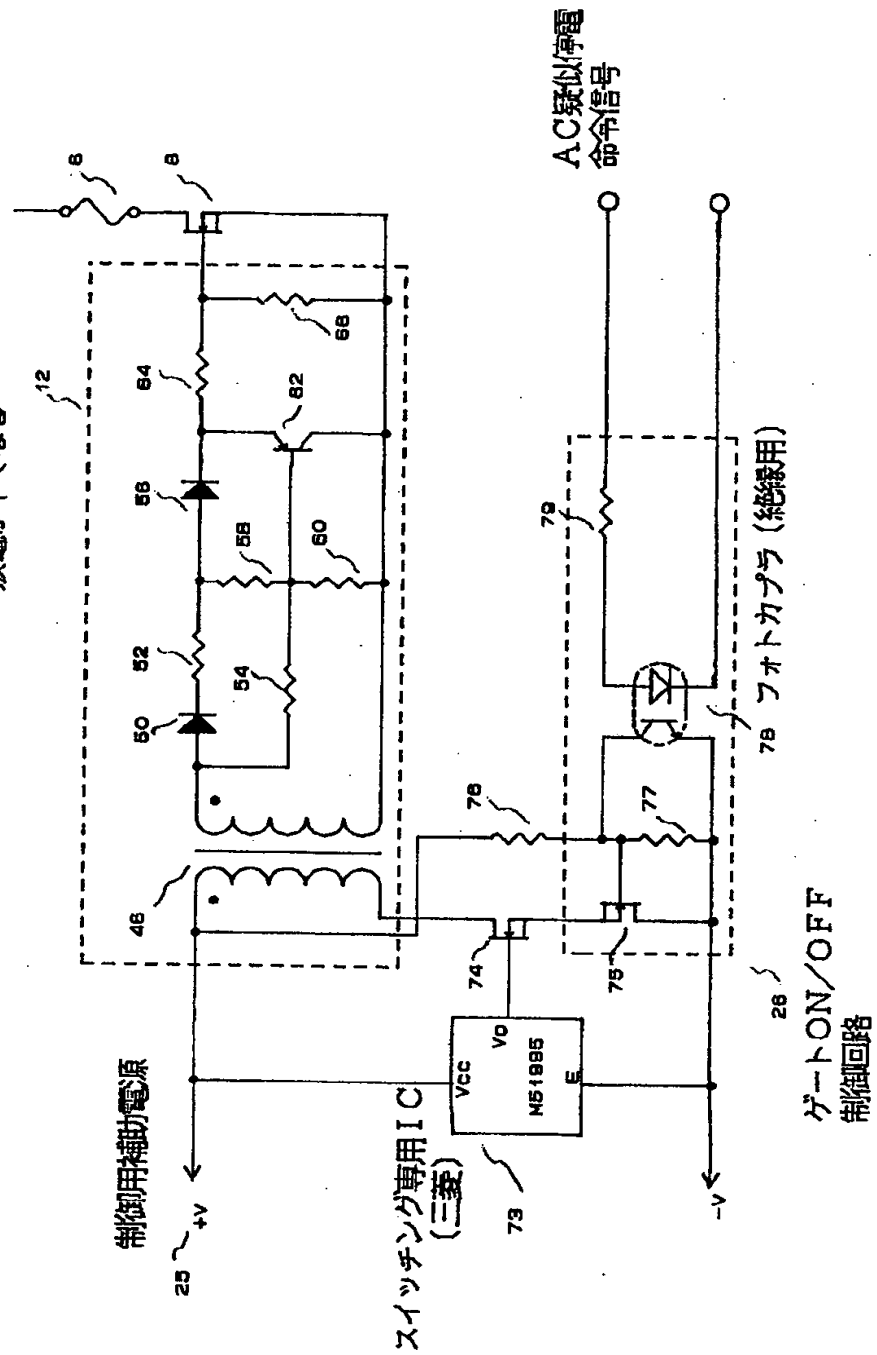
【図8】



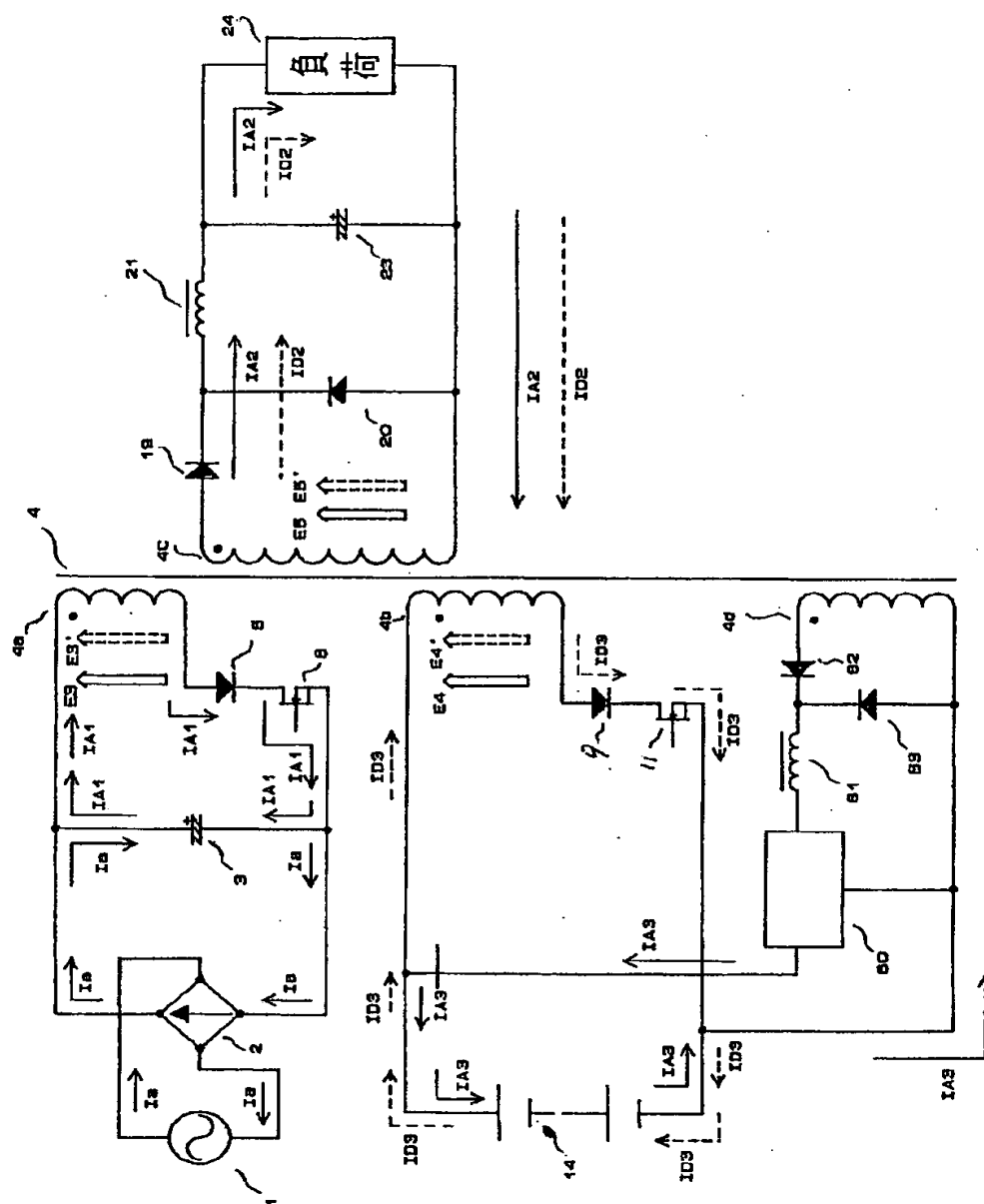
【図12】



【図 13】



【図14】



フロントページの続き

(51) Int. Cl.⁶H 0 2 J 7/00
9/00

識別記号

庁内整理番号

F I

H 0 2 J 7/00
9/00

技術表示箇所

Q
R